

W123X

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-175743

(43)Date of publication of application : 13.07.1993

(51)Int.Cl.

H03F 1/02
H03F 3/20

(21)Application number : 03-327232

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 11.12.1991

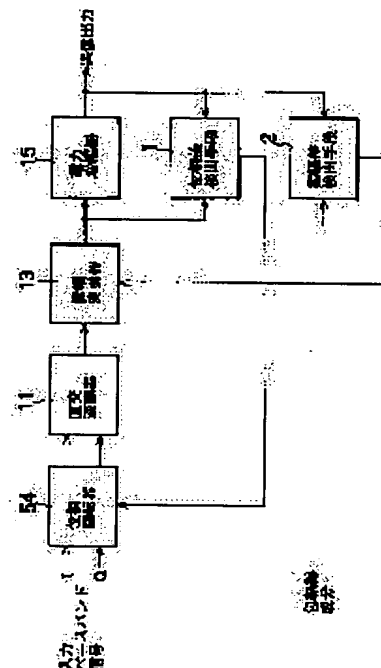
(72)Inventor : OISHI YASUYUKI
FUKUDA EISUKE
TAKANO TAKESHI

(54) POWER AMPLIFIER

(57)Abstract:

PURPOSE: To compensate amplitude and phase distortion by detecting a phase difference between input and output signals of the power amplifier, rotating the phase of an input base band signal in response to the phase difference, generating a modulation wave signal and implementing feedback with a signal of an orthogonal coordinate signal.

CONSTITUTION: A phase difference detection means 1 detects a phase difference between input and output signals of a power amplifier 15. Then a phase rotation device 54 rotates a phase of an input base band signal in response to the phase difference and inputs the result to an orthogonal modulator 11, in which orthogonal modulation is implemented to generate a modulation signal. Furthermore, an amplitude difference detection means 2 detects an amplitude difference between an input envelope component and an output envelope component of the amplifier 15. Then an amplitude modulator 13 applies amplitude modulation to an output modulation signal of the orthogonal modulator 11 in response to the amplitude difference to generate an input signal to the amplifier 15. Thus, feedback is implemented by using a signal of an orthogonal coordinate system to compensate both the amplitude distortion and the phase distortion of the power amplifier.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-175743

(43)公開日 平成5年(1993)7月13日

(51)IntCl.⁵H 0 3 F 1/02
3/20

識別記号

庁内整理番号

7350-5 J
8836-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 7 (全 18 頁)

(21)出願番号 特願平3-327232

(22)出願日 平成3年(1991)12月11日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 大石 泰之

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 福田 英輔

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 高野 健

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 柏谷 昭司 (外 1 名)

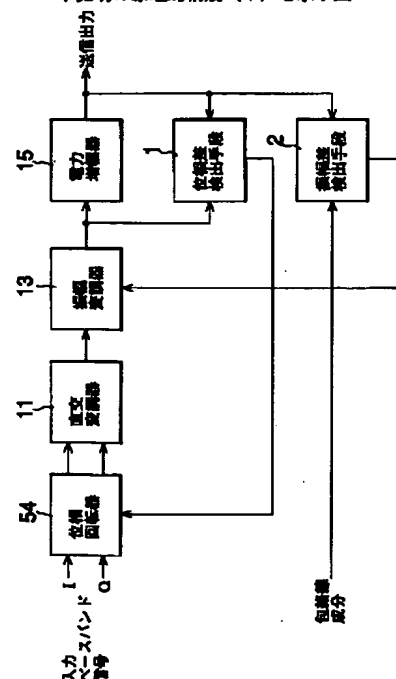
(54)【発明の名称】 電力増幅器

(57)【要約】

【目的】線形変調方式の無線装置等における電力増幅器に関し、線形性と高効率の要求を両立させることを目的とする。

【構成】直交座標表現された入力ベースバンド信号によって直交変調を行って変調波信号を作成する直交変調器 11 を有しこの変調波信号を増幅して送信出力を発生する電力増幅器 15 において、位相差検出手段 1 で電力増幅器 15 の入出力信号の位相差を検出し、位相回転器 54 でこの位相差に応じて入力ベースバンド信号の位相を回転させ、振幅差検出手段 2 で、電力増幅器 15 の入力包絡線成分と出力包絡線成分との振幅差を検出し、振幅変調器 13 でこの振幅差に応じて直交変調器 11 の出力信号を振幅変調して電力増幅器 15 の入力信号を発生することで構成する。

本発明の原理的構成 (1) を示す図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交座標表現された入力ベースバンド信号によって直交変調を行って変調波信号を作成する直交変調器（11）を有し該変調波信号を増幅して送信出力を発生する電力増幅器（15）において、
該電力増幅器（15）の入出力信号の位相差を検出する位相差検出手段（1）と、
該位相差に応じて入力ベースバンド信号の位相を回転させて前記直交変調器（11）に入力する位相回転器（54）と、
該電力増幅器（15）の入力包絡線成分と出力包絡線成分との振幅差を検出する振幅差検出手段（2）と、
該振幅差に応じて前記直交変調器（11）の出力信号を振幅変調して前記電力増幅器（15）の入力信号を発生する振幅変調器（13）とを備えたことを特徴とする電力増幅器。

【請求項2】 直交座標表現された入力ベースバンド信号に基づく変調波信号入力を増幅して送信出力を発生する電力増幅器（15）において、
入力ベースバンド信号を極座標表現された位相信号と振幅信号とに変換する直交-極座標変換器（61）と、
前記電力増幅器（15）の入出力信号の位相差に応じて前記位相信号の位相を変化させる位相補償手段（3）と、
該位相補償手段（3）の出力位相信号に応じて位相変調された位相変調信号を発生する位相変調手段（4）と、
前記振幅信号と前記電力増幅器（15）の出力包絡線成分との差に応じて前記振幅信号の振幅を変化させる振幅補償手段（5）と、
該振幅補償手段（5）の出力振幅信号に応じて前記位相変調信号を振幅変調して前記電力増幅器（15）の入力信号を発生する振幅変調手段（6）とを備えたことを特徴とする電力増幅器。

【請求項3】 前記位相変調手段（4）が前記位相補償手段（3）の出力位相信号に応じてローカル信号の位相を変化させて出力する無限移相器（63）からなることを特徴とする請求項2に記載の電力増幅器。

【請求項4】 前記位相変調手段（4）が前記位相補償手段（3）の出力位相信号を微分する微分器（66）と、該微分器（66）の出力によって出力位相を変化する電圧制御発振器（67）とからなることを特徴とする請求項2に記載の電力増幅器。

【請求項5】 前記位相変調手段（4）および振幅変調手段（6）が、前記位相補償手段（3）の出力位相信号と前記振幅補償手段（5）の出力振幅信号とを直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換して出力する極-直交座標変換器（68）と、該極-直交座標変換器（68）の同相成分と直交成分とから直交変調を行って前記電力増幅器（15）の変調波信号入力を発生する直交変調器（69）とからなることを特徴とする請求項2に記

載の電力増幅器。

【請求項6】 請求項2に記載の電力増幅器において、
前記電力増幅器（15）の出力変調波信号を直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換する直交復調器（71）と、該同相成分と直交成分とを極座標からなる位相信号と振幅信号とに変換する直交-極座標変換器（72）とを備え、前記位相補償手段（3）が、前記直交-極座標変換器（61）の出力位相信号における位相変化量と前記直交-極座標変換器（72）の出力位相信号における位相変化量との差を前記直交-極座標変換器（61）の出力位相信号に加算して前記位相変調手段（4）に入力し、前記振幅補償手段（5）が前記直交-極座標変換器（61）の出力振幅信号と前記直交-極座標変換器（72）の出力振幅信号との差に応じて前記直交-極座標変換器（61）の出力振幅信号の振幅を変化させて前記振幅変調手段（6）に入力することを特徴とする電力増幅器。

【請求項7】 請求項2に記載の電力増幅器において、
前記電力増幅器（15）の出力変調波信号を直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換する直交復調器（71）と、該同相成分と直交成分とを極座標からなる位相信号と振幅信号とに変換する直交-極座標変換器（72）とを備え、前記位相補償手段（3）が、前記直交-極座標変換器（61）の出力位相信号における位相変化量と前記直交-極座標変換器（72）の出力位相信号における位相変化量との差を前記直交-極座標変換器（61）の出力位相信号に加算して前記位相変調手段（4）に入力し、前記振幅補償手段（5）が前記直交-極座標変換器（61）の出力振幅信号と前記直交-極座標変換器（72）の出力振幅信号との差に応じて前記直交-極座標変換器（61）の出力振幅信号の振幅を変化させて前記振幅変調手段（6）に入力するとともに、前記位相変調手段（4）および振幅変調手段（6）が、前記位相補償手段（3）の出力位相信号と前記振幅補償手段

（5）の出力振幅信号とを直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換して出力する極-直交座標変換器（68）と、該極-直交座標変換器（68）の同相成分と直交成分とから直交変調を行って前記電力増幅器（15）の変調波信号入力を発生する直交変調器（69）とからなることを特徴とする電力増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、無線装置等における電力増幅器に関し、特に $\pi/4$ シフトQPSK変調等の線形変調方式を用いる無線装置の送信電力増幅器において、線形性と高効率という相反する特性を両立させることができる電力増幅器に関するものである。

【0002】自動車電話、携帯電話等の無線装置においては、変調方式として $\pi/4$ シフトQPSK変調等の線形変調方式が用いられている。このような線形変調方式

を使用する無線装置の送信電力増幅器においては、その特性上、線形性が良好であるとともに、高効率であることが要求される。

【0003】そこで、電力増幅器を効率の良い非線形領域で動作させながら、発生する歪みを負帰還ループによって除去することによって、この二つの特性を両立させることができる歪み補償方式を用いた電力増幅器が要望されている。

【0004】

【従来の技術】電力増幅器における、歪み補償のためのフィードバック方法を大別すると、振幅歪みのみを帰還する方式と、振幅、位相の両方を帰還する方式とがある。

【0005】図9は、従来の歪み補償方式(1)を示したものであって、振幅歪みのみを帰還する従来例を示し、11は送信ベースバンド信号I、Qによってローカル信号を直交変調する直交変調器、12は直交変調器11のローカル信号を発生するローカル発振器、13は振幅変調器、14は振幅歪み成分を帰還する帰還増幅器、15は送信出力を発生する電力増幅器、16は送信電力の一部を取り出す方向性結合器、17は方向性結合器16の出力を検波する検波器、18はベースバンド信号の包絡線成分 $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ を通す検波器、19は検波器17の出力と検波器18の出力との差を求める減算器である。

【0006】フィルタ処理された送信ベースバンド信号における同相成分Iと直交成分Qとに対して、その包絡線成分 $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ を図示されない演算部で求める。直交変調器11において、ローカル発振器12のローカル信号を、送信ベースバンド信号I、Qで直交変調して、 $\pi/4$ シフトQPSK信号等の変調波信号を発生し、この信号を振幅変調器13を経て電力増幅器15に加えて線形増幅して、送信出力を発生する。

【0007】送信出力の一部を方向性結合器16を経て取り出して、検波器17によって検波することによって、振幅歪みが生じた変調波の包絡線成分を検出する。一方、送信ベースバンド信号から求めた理想的な包絡線成分 $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ を検波器18と同様な特性を有する検波器18を通すことによって、歪みが無い場合の変調波の包絡線成分を検出する。

【0008】減算器19において両検波器17、18の出力の差を求めることによって、電力増幅器15に基づく振幅歪み成分を検出する。この歪み成分を帰還増幅器14を経てK倍に増幅し、電力増幅器15の前段に挿入された振幅変調器13に加えることによって、入力信号を振幅変調し、得られた信号を電力増幅器15において増幅する。

【0009】このように、図9に示された従来方式においては、電力増幅器の振幅歪み成分を検出して、この信号によって負帰還を行うことによって、電力増幅器に基

づく変調波の振幅歪みを除去するようにしている。

【0010】図10は、従来の歪み補償方式(2)を示したものであって、振幅歪みと位相歪みの両方を帰還する従来例を示し、カルテシアン方式として知られたものである。図9におけると同じものを同じ番号で示し、21は直交変調波を復調する直交復調器、22はローカル発振器12のローカル信号を移相する移相器、23、24は減算器、25、26はそれぞれ減算器23、24の出力をK倍する帰還増幅器、27、28は加算器である。

【0011】方向性結合器16を経て取り出された送信出力の一部を、直交復調器21において直交変調器11と同じローカル信号を用いて直交復調することによって、同相成分と直交成分とに変換する。

【0012】減算器23において、直交復調器21からの歪みを有する同相成分と、歪みのないベースバンド信号の同相成分との差を求めることによって、歪みの同相成分を求める。同様に、減算器24において、直交復調器21からの歪みを有する直交成分と、歪みのないベースバンド信号の直交成分との差を求めることによって、歪みの直交成分を求める。

【0013】帰還増幅器25、26によって、求められた歪みの同相成分と直交成分とを増幅してそれぞれK倍し、加算器27、28において、ベースバンド信号の同相成分と直交成分とに加算する。これによって、同相成分と直交成分とについてそれぞれ負帰還が行われることによって、振幅歪みと位相歪みの両方が補償される。

【0014】図11は、従来の歪み補償方式(3)を示したものであって、振幅歪みと位相歪みとを極座標系の信号として帰還する従来例を示し、ポーラ・ループ方式として知られたものである。図9におけると同じものを同じ番号で示し、31、32はリミッタ、33、34はミキサ、35は減算器、36はループフィルタである。また37は位相比較器(PD)、38はループフィルタ、39は電圧制御発振器(VCO)、40はシンセサイザ、41はミキサである。

【0015】直交変調器11は、ベースバンド信号I、Qによってローカル発振器12のローカル信号を直交変調して、 $\pi/4$ シフトQPSK等の変調波信号を発生する。これをリミッタ31で振幅制限し、その入出力をミキサ33で乗算することによって、入力の振幅成分を検出する。

【0016】一方、方向性結合器16を経て送信出力の一部を取り出し、これとシンセサイザ40からの定振幅のキャリア信号とをミキサ41で乗算することによって、送信信号の検波出力が得られるので、これをリミッタ32で振幅制限し、その入出力をミキサ34で乗算することによって、送信出力の振幅成分を検出する。さらに、減算器35で両ミキサ33、34の出力の差をとることによって、送信出力の振幅歪みの成分を検出する。

【0017】一方、両リミッタ31、32の出力を位相比較器37で比較することによって、送信出力の位相歪みの成分が検出されるので、この信号でVCO39を制御することによって、位相歪みを有する定振幅の信号を出力する。振幅変調器13では、VCO39からの定振幅の信号を減算器35からの振幅歪みの信号で振幅変調することによって、直交変調器11の変調波出力に対応する変調波信号を出力する。ただしこの変調波信号は、前述のように電力増幅器に基づく位相歪みと、振幅歪みの成分とを含んでいる。

【0018】電力増幅器15は、振幅変調器13からの信号を増幅して送信出力を発生するが、その入力には前述のように位相歪みと、振幅歪みの成分とを含んでいるので、一巡の負帰還が行われることによって、送信出力において、位相と振幅の歪み補償が行われる。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】図9に示された従来の歪み補償方式(1)においては、電力増幅器の振幅歪みは補償されるが、位相歪みは補償されないため、電力増幅器のもつ固有のAM-PM変換特性によって、送信出力の変調波信号に位相歪みが生じることを避けられない。

【0020】図12は、電力増幅器に非線形歪みがある場合の変調波の出力スペクトラムの計算例を示し、Aは三次歪みに基づくスペクトラム成分、Bは五次歪みに基づくスペクトラム成分である。実線は入力振幅に対する出力振幅歪み(AM-AM歪み)と、入力振幅に対する出力位相歪み(AM-PM歪み)とがある場合を示し、点線は入力振幅に対する出力位相歪み(AM-PM歪み)のみがある場合を示している。

【0021】従来の歪み補償方式(1)によれば、振幅歪みを除去できるので、図12の点線のような特性が得られるが、電力増幅器の固有のAM-PM変換特性によって、変調波に位相歪みが生じる。このため出力スペクトラムには、大きな三次歪みが生じる。従って従来の歪み補償方式(1)では、良好な特性を得ることは出来ない。

【0022】図10に示された従来の歪み補償方式

(2)では、AM-AM歪みと、AM-PM歪みの両方を補償することができるので、特性上は問題を生じない。しかしながら、カルテシアン・ループが有効に動作するためには、変調器と復調器のローカル信号の位相が一致していることが必要である。

【0023】このため、復調器のローカル位相を調整する移相器が必要になる。復調器の最適ローカル位相は、電力増幅器の入力レベル、使用周波数、温度、経年変化等によって大きく変化するため、常に最適値に調整できるような可変移相器であることが必要である。

【0024】しかしながら、移相器において、このように常に移相量を最適に保つことは困難である。移相器の

移相量の設定が正しく行われないうまま、カルテシアン・ループを動作させると、歪みの同相成分と直交成分とが正しく帰還されないため、ループが不安定になって発振する。

【0025】そのため、移相器が正しく設定されるまでは、カルテシアン・ループを動作させることができない。一方、移相器は電力増幅器を動作させなければ、移相量を測定できないため、その設定を行うことができない。

【0026】従って、ある時間の間は、カルテシアン・ループを動作させずに、電力増幅器を動作させる必要が生じるが、これによって、歪み補償が行われていない、劣化したスペクトラムを有する変調波が送信されることになるという問題がある。

【0027】さらに、図11に示された従来の歪み補償方式(3)では、構成が複雑であるとともに、極座標系の信号において振幅と位相とが明確に分離されていないため、調整が困難であるという問題がある。

【0028】本発明はこのような従来技術の課題を解決しようとするものであって、 $\pi/4$ シフトQPSK変調波等の線形変調波信号を増幅する電力増幅器において、増幅器の振幅歪みと位相歪みの両方を補償することができ、増幅器モジュールに固有のAM-PM特性に依存しない、良好な線形性を有する電力増幅器を提供することができるようにすることを目的としている。

【0029】また振幅と位相の両方を帰還するカルテシアン・ループ方式の場合のように、復調器におけるローカル信号の位相の不確定の問題を生じることがなく、従ってカルテシアン・ループ方式と比較して、回路規模を小さくすることが可能な電力増幅器を提供することができるようにすることを目的としている。

【0030】さらに、極座標系の信号によって帰還を行って振幅歪みと位相歪みとを補償する際に、極座標系における振幅の信号と位相の信号とを分離することによって、調整が容易で特性が良好な電力増幅器を提供することができるようにすることを目的としている。

【0031】

【課題を解決するための手段】図1は、本発明の原理的構成(1)を示したものであって、直交座標系の信号によって帰還を行って、電力増幅器の歪み補償を行う場合を示したものである。

【0032】本発明は、図1にその原理的構成を示すように、直交座標表現された入力ベースバンド信号によって直交変調を行って変調波信号を作成する直交変調器11を有し、この変調波信号を増幅して送信出力を発生する電力増幅器15において、電力増幅器15の入出力信号の位相差を検出する位相差検出手段1と、この位相差に応じて入力ベースバンド信号の位相を回転させて直交変調器11に inputs する位相回転器54と、電力増幅器15の入力包絡線成分と出力包絡線成分との振幅差を検出

する振幅差検出手段 2 と、この振幅差に応じて直交変調器 11 の出力信号を振幅変調して電力増幅器 15 の入力信号を発生する振幅変調器 13 とを備えたものである。

【0033】図 2 は、本発明の原理的構成 (2) を示したものであって、極座標系の信号によって帰還を行って、電力増幅器の歪み補償を行う場合を示したものである。

【0034】本発明は、図 2 にその原理的構成を示すように、直交座標表現された入力ベースバンド信号に基づく変調波信号入力を増幅して送信出力を発生する電力増幅器 15 において、入力ベースバンド信号を極座標表現された位相信号と振幅信号とに変換する直交-極座標変換器 61 と、電力増幅器 15 の入出力信号の位相差に応じて位相信号の位相を変化させる位相補償手段 3 と、位相補償手段 3 の出力位相信号に応じて位相変調された位相変調信号を発生する位相変調手段 4 と、振幅信号と電力増幅器 15 の出力包絡線成分との差に応じて振幅信号の振幅を変化させる振幅補償手段 5 と、振幅補償手段 5 の出力振幅信号に応じて位相変調信号を振幅変調して電力増幅器 15 の入力信号を発生する振幅変調手段 6 とを備えたものである。

【0035】また本発明はこの場合に、位相変調手段 4 が位相補償手段 3 の出力位相信号に応じてローカル信号の位相を変化させて出力する無限移相器 63 からなるものである。

【0036】また本発明はこの場合に、位相変調手段 4 が位相補償手段 3 の出力位相信号を微分する微分器 66 と、微分器 66 の出力によって出力位相を変化する電圧制御発振器 67 とからなるものである。

【0037】また本発明はこの場合に、位相変調手段 4 および振幅変調手段 6 が、位相補償手段 3 の出力位相信号と振幅補償手段 5 の出力振幅信号とを直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換して出力する極-直交座標変換器 68 と、極-直交座標変換器 68 の同相成分と直交成分とから直交変調を行って電力増幅器 15 の変調波信号入力を発生する直交変調器 69 とからなるものである。

【0038】さらに本発明はこのような電力増幅器において、電力増幅器 15 の出力変調波信号を直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換する直交復調器 71 と、この同相成分と直交成分とを極座標からなる位相信号と振幅信号とに変換する直交-極座標変換器 72 とを備え、位相補償手段 3 が、直交-極座標変換器 61 の出力位相信号における位相変化量と直交-極座標変換器 72 の出力位相信号における位相変化量との差を直交-極座標変換器 61 の出力位相信号に加算して位相変調手段 4 に入力し、振幅補償手段 5 が直交-極座標変換器 61 の出力振幅信号と直交-極座標変換器 72 の出力振幅信号との差に応じて直交-極座標変換器 61 の出力振幅信号の振幅を変化させて振幅変調手段 6 に入力するもので

ある。

【0039】さらに本発明はこのような電力増幅器において、電力増幅器 15 の出力変調波信号を直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換する直交復調器 71 と、この同相成分と直交成分とを極座標からなる位相信号と振幅信号とに変換する直交-極座標変換器 72 とを備え、位相補償手段 3 が、直交-極座標変換器 61 の出力位相信号における位相変化量と直交-極座標変換器 72 の出力位相信号における位相変化量との差を直交-極座標変換器 61 の出力位相信号に加算して位相変調手段 4 に入力し、振幅補償手段 5 が直交-極座標変換器 61 の出力振幅信号と直交-極座標変換器 72 の出力振幅信号との差に応じて直交-極座標変換器 61 の出力振幅信号の振幅を変化させて振幅変調手段 6 に入力するとともに、位相変調手段 4 および振幅変調手段 6 が、位相補償手段 3 の出力位相信号と振幅補償手段 5 の出力振幅信号とを直交座標からなる同相成分と直交成分とに変換して出力する極-直交座標変換器 68 と、極-直交座標変換器 68 の同相成分と直交成分とから直交変調を行って電力増幅器 15 の変調波信号入力を発生する直交変調器 69 とからなるものである。

【0040】

【作用】図 1 に原理的構成を示された電力増幅器では、位相差検出手段 1 によって、電力増幅器 15 の入出力信号の位相差を検出し、位相回転器 54 で、この位相差に応じて入力ベースバンド信号の位相を回転させて直交変調器 11 に入力して、このベースバンド信号で直交変調を行って変調波信号を作成する。また、振幅差検出手段 2 によって、電力増幅器 15 の入力包絡線成分と出力包絡線成分との振幅差を検出し、振幅変調器 13 で、この振幅差に応じて直交変調器 11 の出力変調波信号を振幅変調して電力増幅器 15 の入力信号を発生する。

【0041】従って、この発明によれば、直交座標系の信号によって帰還を行って、電力増幅器の振幅歪みと位相歪みの両方を補償することができる。

【0042】図 2 に原理的構成を示された電力増幅器では、直交-極座標変換器 61 によって、入力ベースバンド信号 I 、 Q を極座標表現された位相信号 $\phi = \tan^{-1} Q/I$ と、振幅信号 $r = (I^2 + Q^2)^{1/2}$ とに変換する。そして、位相補償手段 3 によって、電力増幅器 15 の入出力信号の位相差に応じて、変換されて生じた位相信号 ϕ の位相を変化させ、位相変調手段 4 で、変換された出力位相信号に応じて位相変調された位相変調信号を発生する。一方、振幅補償手段 5 によって、変換されて生じた振幅信号 r と電力増幅器 15 の出力包絡線成分との差に応じて、振幅信号 r の振幅を変化させ、振幅変調手段 6 で、変換された出力振幅信号に応じて、位相変調手段 4 の位相変調信号を振幅変調して電力増幅器 15 の入力信号を発生する。

【0043】従って、この発明によれば、極座標系の信

号によって帰還を行って、電力増幅器の振幅歪みと位相歪みの両方を補償することができる。

【0044】この場合、図4に示すように、位相変調手段4は、無限移相器63によって、位相補償手段3の出力位相信号に応じてローカル信号の位相を変化させて位相変調信号を発生することによって実現される。

【0045】また図5に示すように、位相変調手段4は、位相補償手段3の出力位相信号を時間微分した信号fによって、電圧制御発振器67の周波数を制御して、位相変調信号を発生することによって実現される。

【0046】またこの場合、図6に示すように、位相変調手段4と振幅変調手段6は、位相補償手段3の出力位相信号 ϕ' と振幅補償手段5の出力振幅信号 r' とを直交座標系の同相成分 I' と直交成分 Q' とに変換し、この同相成分 I' と直交成分 Q' とから直交変調を行って電力増幅器15の変調波信号入力を発生することによって実現される。

【0047】さらにこの場合、図7に示すように、位相補償手段3と振幅補償手段4は、電力増幅器15の出力変調波信号を直交座標系からなる同相成分 I' と直交成分 Q' とに変換し、この同相成分 I' と直交成分 Q' とを極座標系からなる位相信号 ϕ' と振幅信号 r' とに変換して、位相補償手段3が、入力ベースバンド信号から変換された位相信号 ϕ における位相変化量 $\Delta\phi$ と、位相信号 ϕ' における位相変化量 $\Delta\phi'$ との差を位相信号 ϕ に加算して位相変調手段4に入力し、振幅補償手段5が、入力ベースバンド信号から変換された振幅信号 r と振幅信号 r' との差に応じて振幅信号 r の振幅を変化させて振幅変調手段6に入力することによって実現される。

【0048】さらにこの場合、図8に示すように、位相補償手段3と振幅補償手段4は、電力増幅器15の出力変調波信号を直交座標系からなる同相成分 I'' と直交成分 Q'' とに変換し、この同相成分 I'' と直交成分 Q'' とを極座標系からなる位相信号 ϕ'' と振幅信号 r'' とに変換して、位相補償手段3が、入力ベースバンド信号から変換された位相信号 ϕ における位相変化量 $\Delta\phi$ と、位相信号 ϕ'' における位相変化量 $\Delta\phi''$ との差を位相信号 ϕ に加算して位相変調手段4に入力し、振幅補償手段5が、入力ベースバンド信号から変換された振幅信号 r と振幅信号 r'' との差に応じて振幅信号 r の振幅を変化させて振幅変調手段6に入力することによって実現され、位相変調手段4および振幅変調手段6は、位相補償手段3の出力位相信号 ϕ' と振幅補償手段5の出力振幅信号 r' とを直交座標系の同相成分 I' と直交成分 Q' とに変換し、この同相成分 I' と直交成分 Q' とから直交変調を行って電力増幅器15の変調波信号入力を発生することによって実現される。

【0049】

【実施例】図3は、本発明の実施例(1)を示したものであって、直交座標系の信号によって帰還を行う場合を

示している。図9における同じものを同じ番号で示し、51、52はリミッタ、53はミキサ、54は入力信号の位相を制御信号に応じて回転させる位相回転器である。

【0050】送信出力の一部を方向性結合器16を経て取り出し、検波器17によって検波することによって得られた、振幅歪みが生じた変調波の包絡線成分と、入力ベースバンド信号の包絡線成分 $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ を検波器17と同様な特性を有する検波器18を通すことによって得られた、歪みがない場合の変調波の包絡線成分との差を、減算器19によって求めることによって、電力増幅器15に基づく振幅歪み成分を検出する。この歪み成分を帰還増幅器14を経てK倍に増幅して、電力増幅器15の前段に挿入された振幅変調器13に加えることによって入力信号を振幅変調し、この信号を電力増幅器15において増幅する。

【0051】一方、リミッタ51によって、電力増幅器15の入力信号を一定振幅に制限し、また方向性結合器16によって取り出された送信出力の一部を、リミッタ52によって一定振幅に制限する。両リミッタ51、52の出力レベルが同一である場合、ミキサ53によって両信号を乗算することによって、電力増幅器15に基づく位相回転量に比例した出力が、ミキサ出力として得られる。

【0052】位相回転器54は、ミキサ53の出力に応じて入力ベースバンド信号 I 、 Q の位相を回転させて、同相成分 I' 、直交成分 Q' を発生する。直交変調器11は、この信号 I' 、 Q' によってローカル発振器12のローカル信号を直交変調して、変調波信号を発生する。

【0053】このように、図3の実施例によれば、電力増幅器15で生じる位相歪みの補償を行うことができる。一方、電力増幅器15の振幅歪みは、図9に示された従来例の場合と同様にして補償される。

【0054】従って、図3に示された本発明の実施例では、電力増幅器に基づく振幅歪みと位相歪みを補償することができるので、良好な線形性を有する電力増幅器を実現することが可能となる。

【0055】図4～図8は、本発明の実施例(2)～(6)を示したものであって、極座標系の信号によって帰還を行う場合を示している。

【0056】図4は、本発明の実施例(2)を示したものであって、図3における同じものを同じ番号で示し、61は直交座標系の信号を極座標系の信号に変換する直交-極座標変換器、62は減算器、63は無限移相器(EPS)、64は無限移相器63のローカル発振器、65は加算器である。

【0057】直交-極座標変換器61は、入力ベースバンド信号における直交座標系からなる同相成分 I 、直交成分 Q を、極座標系からなる位相 $\phi = \tan^{-1}Q/I$ 、

振幅 $r = (I^2 + Q^2)^{1/2}$ に変換して出力する。

【0058】リミッタ51によって、電力増幅器15の入力信号を一定振幅に制限した信号と、リミッタ52によって、方向性結合器16を経て取り出した送信出力の一部を同一振幅に制限した信号とを、ミキサ53によって乗算することによって、電力増幅器15に基づく位相回転量に比例した出力を得る。そしてこの信号と、直交一極座標変換器61の位相φの信号との差を減算器62によって求め、この差の信号によって無限移相器63を制御することによって、ローカル発振器64のローカル信号に位相変調を行って位相変調信号を発生し、この信号を振幅変調器13に入力する。

【0059】また、送信出力の一部を方向性結合器16を経て取り出し、検波器17によって検波することによって得られた、振幅歪みが生じた出力変調波の包絡線成分と、直交一極座標変換器61の振幅rの信号を、検波器17と同様な特性を有する検波器18を通して得られた入力変調波の包絡線成分との差を、減算器19によって求めることによって、電力増幅器15に基づく振幅歪み成分を検出する。この歪み成分を帰還増幅器14を経てK倍に増幅したのち、加算器65で直交一極座標変換器61の振幅rの出力に加算して得られた信号によって、振幅変調器13において振幅変調を行う。

【0060】図5は、本発明の実施例(3)を示したものであって、図4における同じものを同じ番号で示し、66は入力信号を微分した出力を発生する微分器、67は電圧制御発振器(VCO)である。

【0061】図5の実施例においては、図4の実施例における、無限移相器63によって位相変調する部分が、微分器66と電圧制御発振器67とによって置き換えられている。

【0062】減算器62によって、直交一極座標変換器61の位相φの出力と、ミキサ53において得られた、電力増幅器15に基づく位相回転量に比例した出力との差の信号を求める。そしてこの信号を微分器66によって微分することによって、変調信号の瞬時周波数 $f = 1/2\pi (d\phi/dt)$ を得、この信号によって電圧制御発振器67の周波数を制御することによって、位相変調信号を得て振幅変調器13に入力する。

【0063】振幅変調器13以後における、電力増幅および歪み補償の方法は、図4に示された実施例の場合と同様である。

【0064】図6は、本発明の実施例(4)を示したものであって、図4における同じものを同じ番号で示している。68は極一直交座標変換器であって、変調入力信号における極座標系からなる位相信号φ'、振幅信号r'を、直交座標系からなる同相成分I'、直交成分Q'に変換して出力する。また69は直交変調器であって、信号I'、Q'によってローカル発振器70のローカル信号を直交変調して、変調波信号を発生する。

【0065】図6の実施例においては、図4の実施例における、無限移相器63によって位相変調し、振幅変調器13によって振幅変調する部分が、極一直交座標変換器68と、直交変調器69とによって置き換えられている。

【0066】減算器62によって、直交一極座標変換器61の位相φの信号と、ミキサ53において得られた、電力増幅器15に基づく位相回転量に比例した出力との差の位相信号φ'を求める。

【0067】また、送信出力の一部を方向性結合器16を経て取り出し、検波器17によって検波して得られた、振幅歪みが生じた変調波の包絡線成分と、直交一極座標変換器61の振幅rの信号を検波器17と同様な特性を有する検波器18を通して得られた、入力変調波の包絡線成分との差を、減算器19によって求める。この差の信号を帰還増幅器14によってK倍に増幅したのち、加算器65で直交一極座標変換器61の振幅rの出力に加算することによって、振幅信号r'を得る。

【0068】極一直交座標変換器68は、極座標系からなる位相信号φ'、振幅信号r'を、直交座標系からなる同相成分I'、直交成分Q'に変換する。直交変調器69は、ローカル発振器70のローカル信号を、同相成分I'と直交成分Q'とによって直交変調して、変調波信号を発生して、電力増幅器15に入力する。

【0069】図7は、本発明の実施例(5)を示したものであって、図4における同じものを同じ番号で示し、71は直交復調器、72は直交一極座標変換器、73は減算器、74は帰還増幅器、75は加算器、76、77は遅延器(τ)、78、79、80は減算器、81は加算器である。

【0070】直交一極座標変換器61は、入力ベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを位相信号φ、振幅信号rに変換して出力する。この位相信号φによってローカル発振器64からローカル信号を与えられた無限移相器63を制御することによって、位相変調信号を得て振幅変調器13に入力する。一方、振幅信号rによって振幅変調器13において振幅変調を行うことによって、変調波信号を得て、電力増幅器15に入力する。

【0071】方向性結合器16を経て取り出された電力増幅器15の出力の一部を、直交復調器71において、無限移相器63と同じローカル発振器64のローカル信号によって直交復調することによって、同相成分I'と直交成分Q'とを復調する。

【0072】同相成分I'と直交成分Q'とを、直交一極座標変換器72によって、位相信号φ'と振幅信号r'に変換する。減算器73によって、振幅信号r'と直交一極座標変換器61の出力振幅信号rとの差をとり、この差の信号を帰還増幅器74でK倍し、加算器75で振幅信号rに加算して振幅変調器13の変調入力を作成する。

【0073】一方、位相信号 ϕ' は、直交復調器のローカル信号の位相が、無限移相器63の出力の基準位相と合致していないため、このままでは、直交一極座標変換器61の位相信号 ϕ に帰還することができない。

【0074】そこで、入力位相信号 ϕ を遅延器76で遅延させた信号ともとの位相信号 ϕ との差を減算器78で求めて得られた入力の位相変化量 $\Delta\phi$ と、位相信号 ϕ' を遅延器77で遅延させた信号ともとの位相信号 ϕ' との差を減算器79で求めて得られた復調信号の位相変化量 $\Delta\phi'$ とを、減算器80で比較してその差を求め、この差の信号を加算器81で入力位相信号 ϕ に加算して、無限移相器63の制御信号を作成する。

【0075】この場合、位相変化量 $\Delta\phi$ 、 $\Delta\phi'$ には、直交復調器71のローカル信号の位相が影響しないので、電力増幅器15に基づく位相歪みが正しく帰還されて、位相補償が行われる。

【0076】図8は、本発明の実施例(6)を示したものであって、図6および図7におけると同じものを同じ番号で示している。

【0077】入力ベースバンド信号の同相成分I、直交成分Qを、直交一極座標変換器61によって、位相信号 ϕ 、振幅信号rに変換して出力する。一方、方向性結合器16を経て取り出された電力増幅器15の出力の一部を、直交復調器71において、直交変調器69と同じローカル発振器70のローカル信号によって直交復調することによって、同相成分I'と直交成分Q'を復調する。さらに直交一極座標変換器72によって直交座標系から極座標系に変換することによって、位相信号 ϕ'' と振幅信号r'とを出力する。

【0078】減算器73によって、振幅信号r'と直交一極座標変換器61の出力振幅信号rとの差を求め、この差の信号を帰還増幅器74でK倍し、加算器75で振幅信号rに加算して、極一直交座標変換器68の振幅信号入力r'を作成する。

【0079】また、入力位相信号 ϕ を遅延器76で遅延させた信号ともとの位相信号 ϕ との差を減算器78で求めて得られた入力の位相変化量 $\Delta\phi$ と、位相信号 ϕ'' を遅延器77で遅延させた信号ともとの位相信号 ϕ'' との差を減算器79で求めて得られた復調信号の位相変化量 $\Delta\phi''$ とを、減算器80で比較してその差を求め、この差の信号を加算器81で入力位相信号 ϕ に加算して、極一直交座標変換器68の位相信号入力 ϕ' を作成する。

【0080】極一直交座標変換器68は、極座標系からなる振幅信号入力r'と位相信号入力 ϕ' とを、直交座標系からなる同相成分I'と直交成分Q'とに変換する。直交変調器69は、同相成分I'と直交成分Q'と

によって、ローカル発振器70のローカル信号を直交変調して変調波信号を作成して、電力増幅器15に入力する。

【0081】このように、振幅と位相とをそれぞれ独立に帰還して補償を行うので、直交復調器におけるローカル信号の位相制御が不要となる。

【0082】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、電力増幅器の振幅歪みと位相歪みをともに補償できるので、増幅器モジュールに固有のAM-PM特性に依存することなく、良好な線形性を有する電力増幅器を実現することができる。

【0083】また、電力増幅器の歪みの検出に直交復調器を用いる場合でも、復調器ローカル信号の位相制御を行う必要がないので、カルテシアン・ループ方式の場合に問題となった、複雑なループ制御等が不要となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理的構成(1)を示す図である。

【図2】本発明の原理的構成(2)を示す図である。

【図3】本発明の実施例(1)を示す図である。

【図4】本発明の実施例(2)を示す図である。

【図5】本発明の実施例(3)を示す図である。

【図6】本発明の実施例(4)を示す図である。

【図7】本発明の実施例(5)を示す図である。

【図8】本発明の実施例(6)を示す図である。

【図9】従来の歪み補償方式(1)を示す図である。

【図10】従来の歪み補償方式(2)を示す図である。

【図11】従来の歪み補償方式(3)を示す図である。

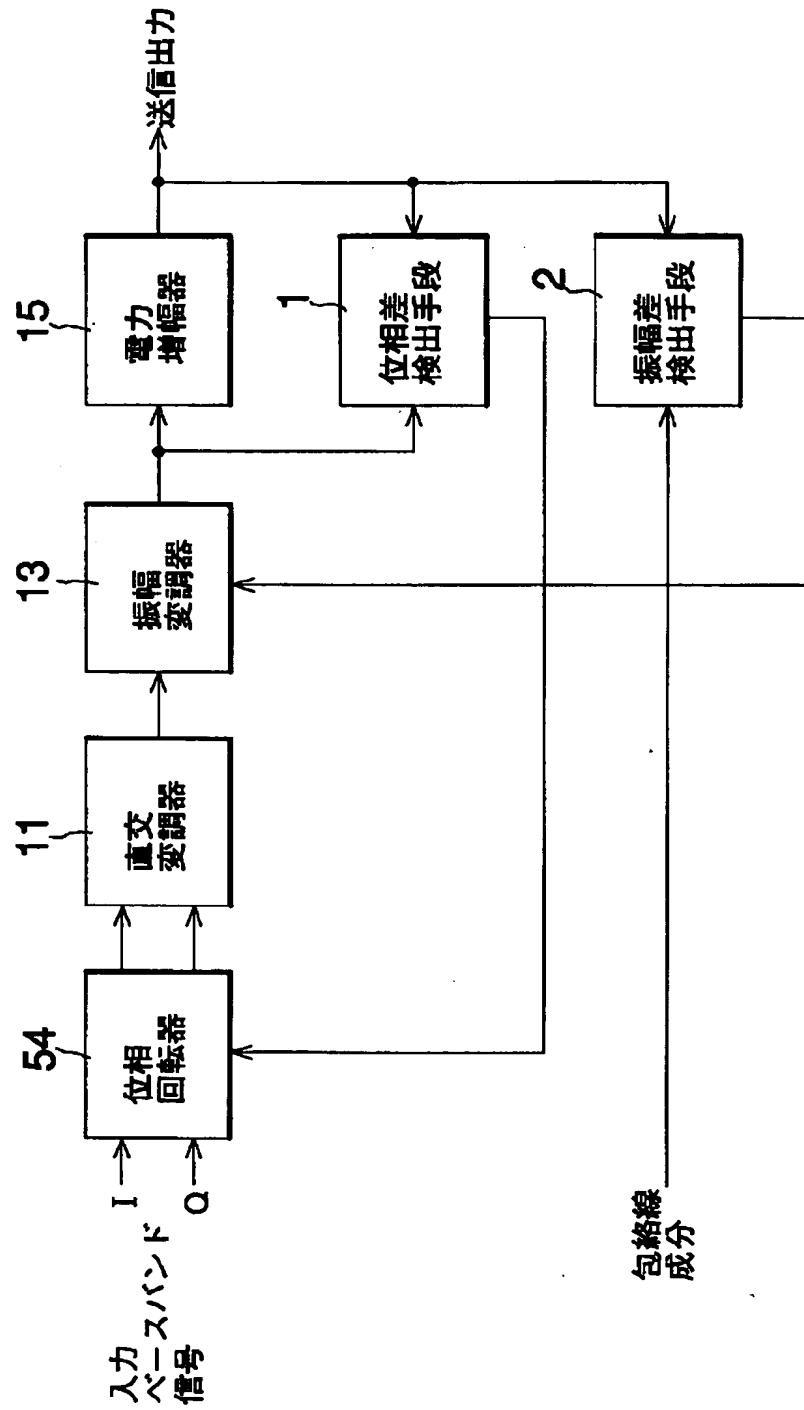
【図12】電力増幅器に非線形歪みがある場合の変調波の出力スペクトラムの計算例を示す図である。

【符号の説明】

- 1 位相差検出手段
- 2 振幅差検出手段
- 3 位相補償手段
- 4 位相変調手段
- 5 振幅補償手段
- 6 振幅変調手段
- 11 直交変調器
- 13 振幅変調器
- 15 電力増幅器
- 54 位相回転器
- 61 直交一極座標変換器
- 63 無限移相器
- 68 極一直交座標変換器
- 72 直交一極座標変換器

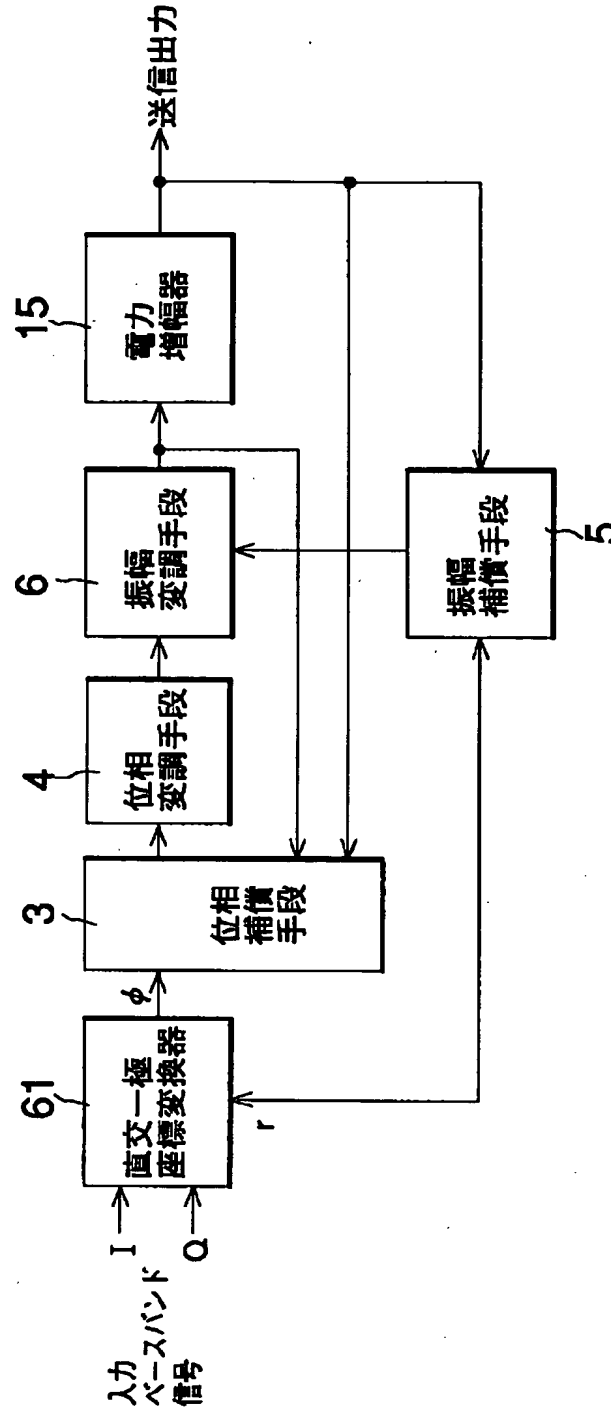
【図1】

本発明の原理的構成（1）を示す図



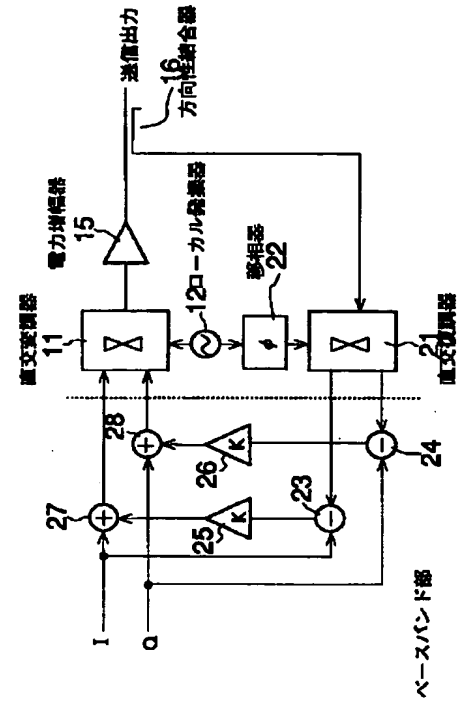
【図2】

本発明の原理的構成（2）を示す図



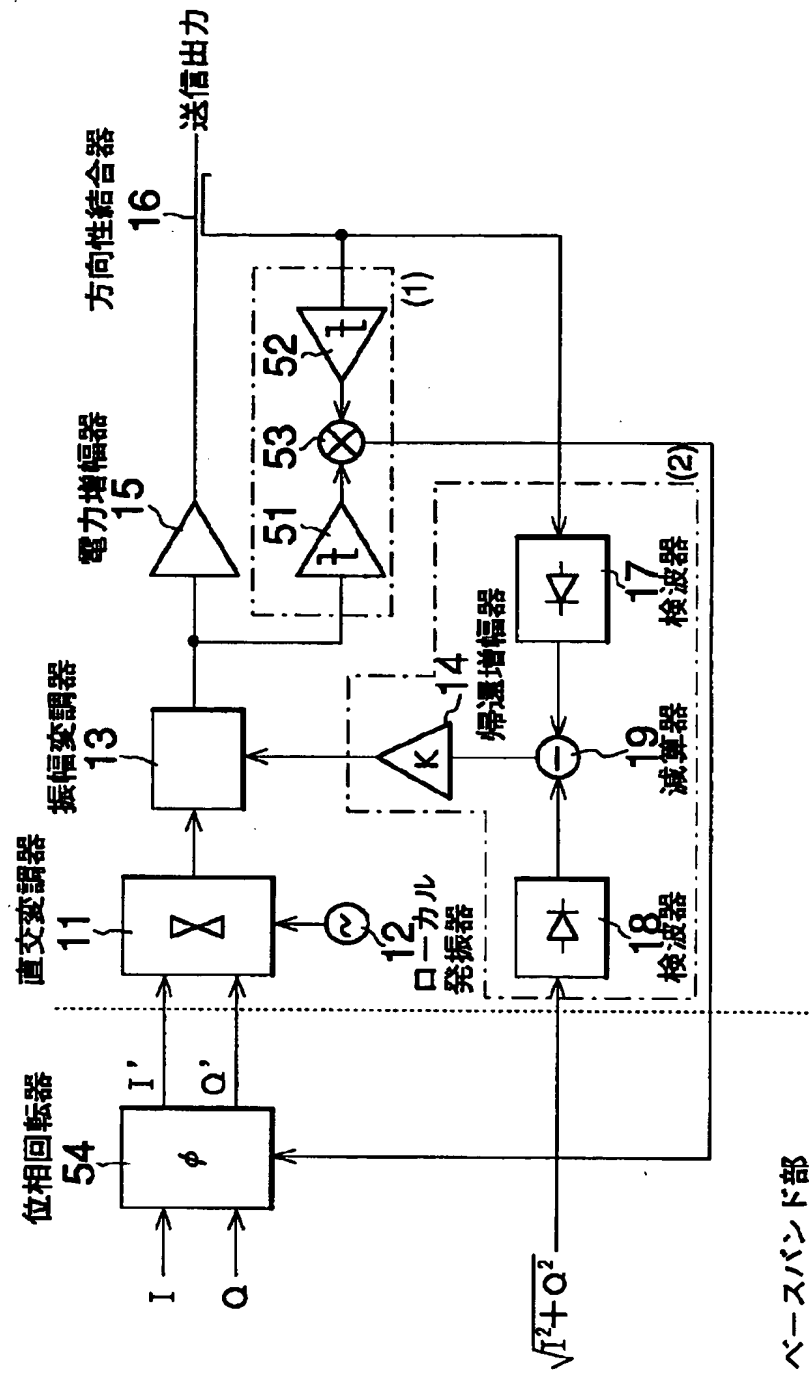
【図10】

従来の歪み補償方式（2）を示す図



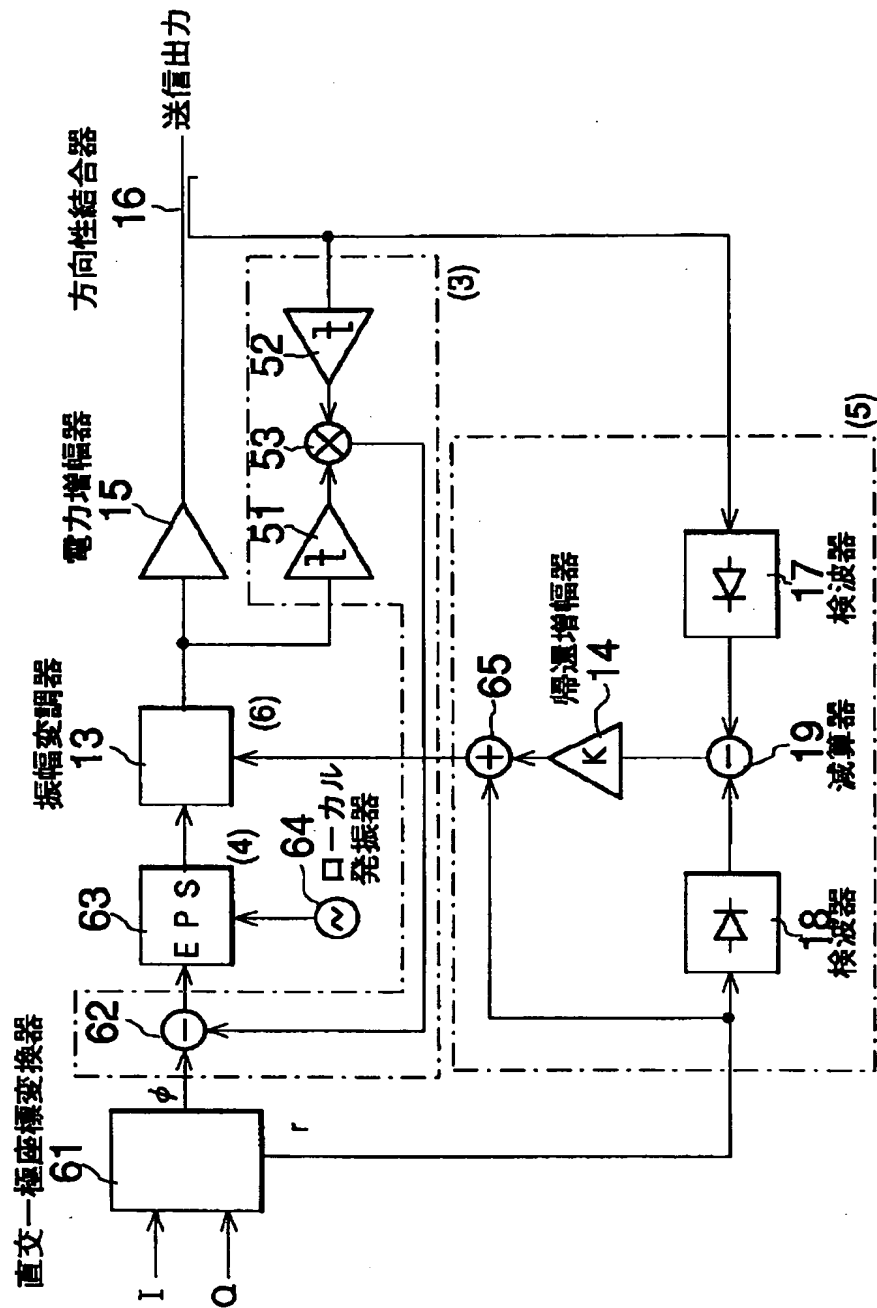
【図3】

本発明の実施例（１）を示す図

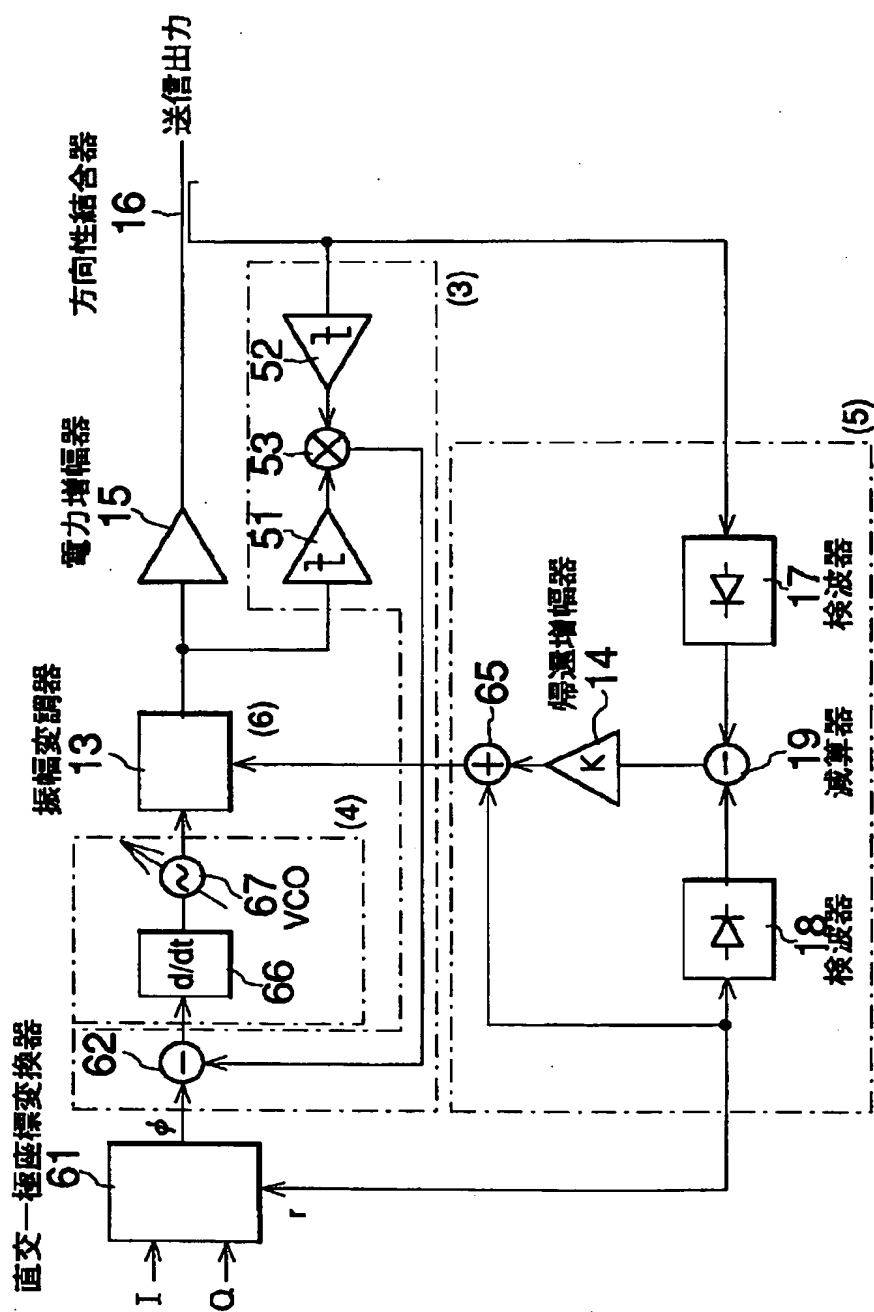


【図4】

本発明の実施例（２）を示す図

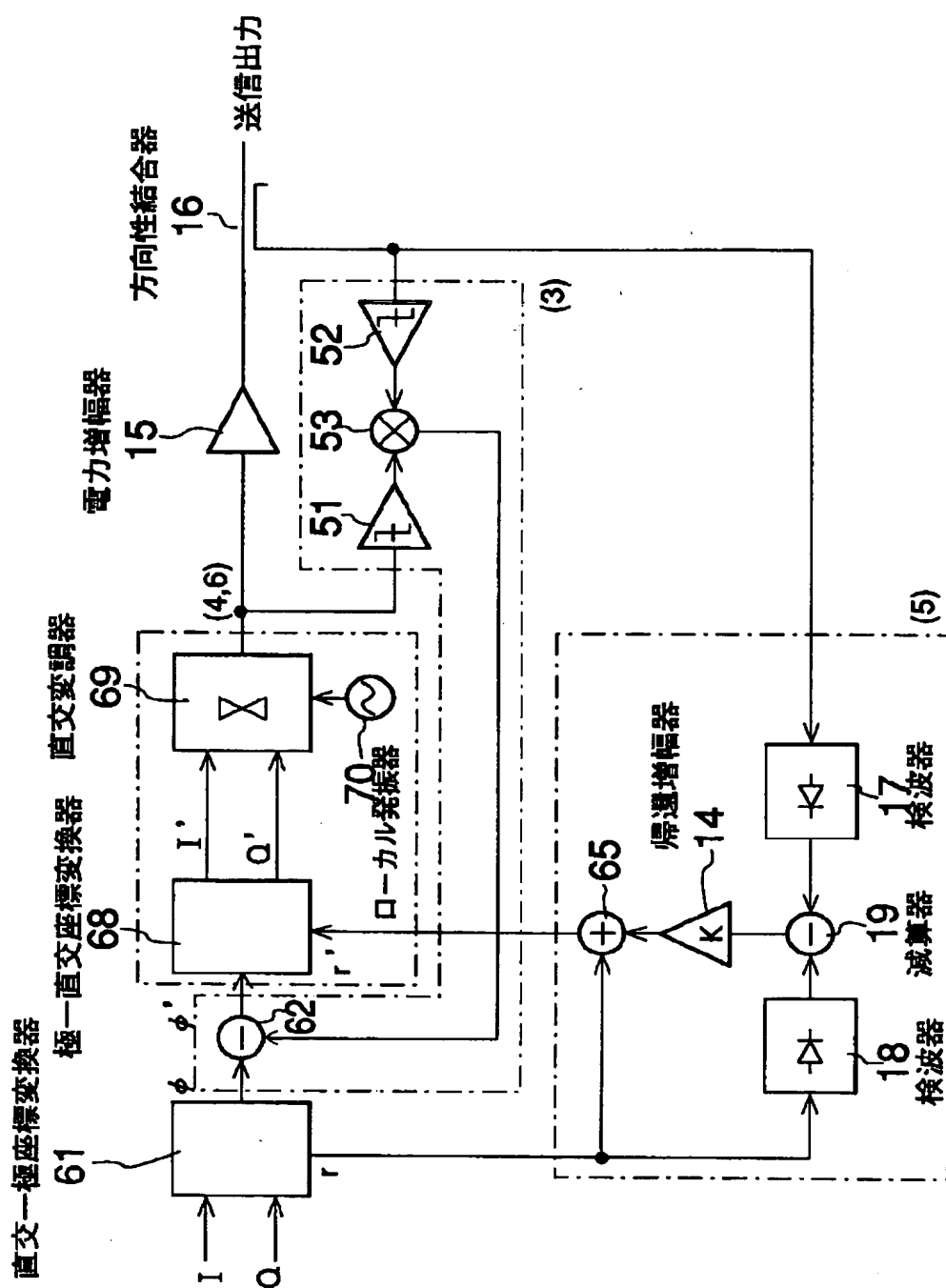


本発明の実施例（３）を示す図



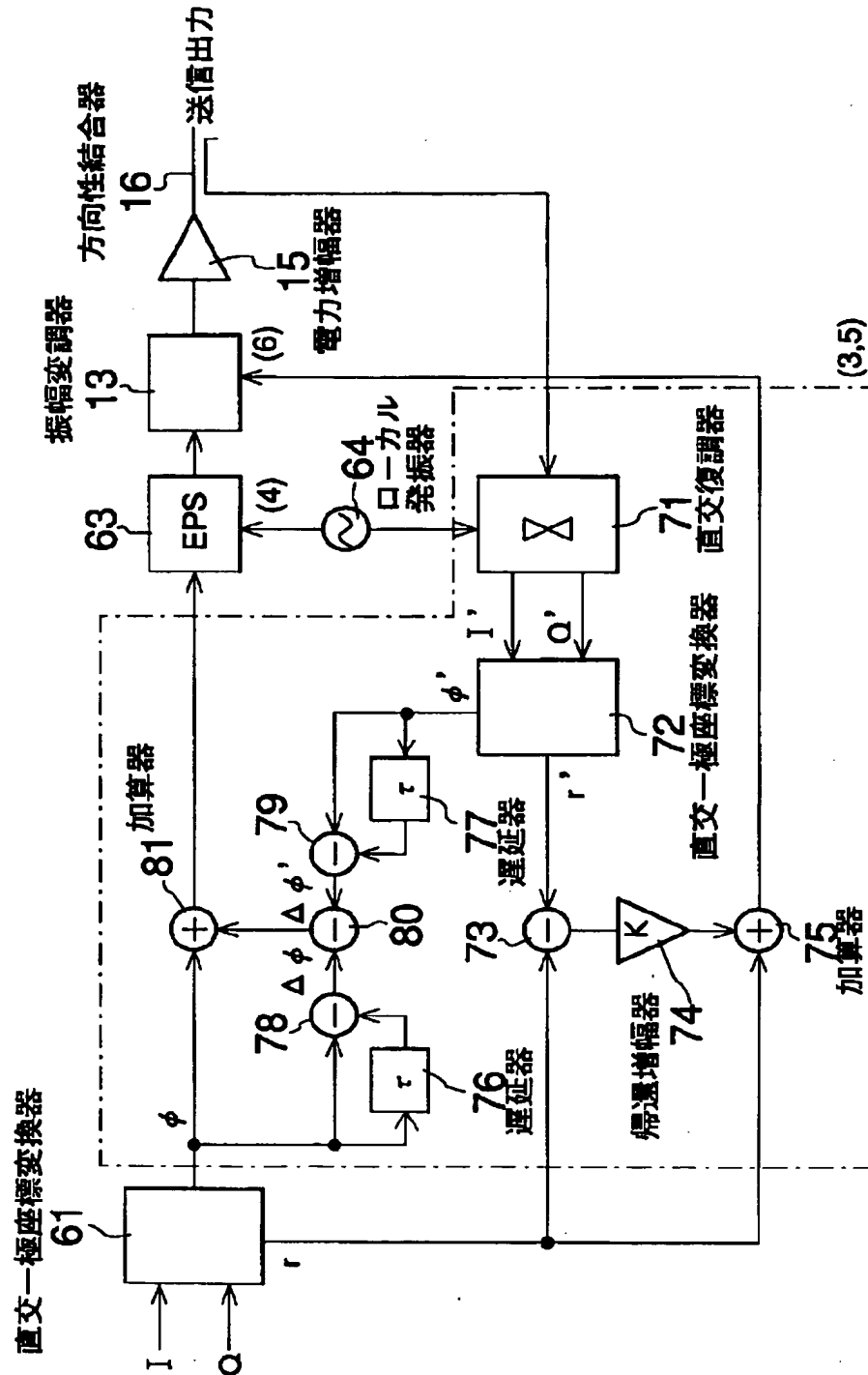
【図 6】

本発明の実施例（４）を示す図



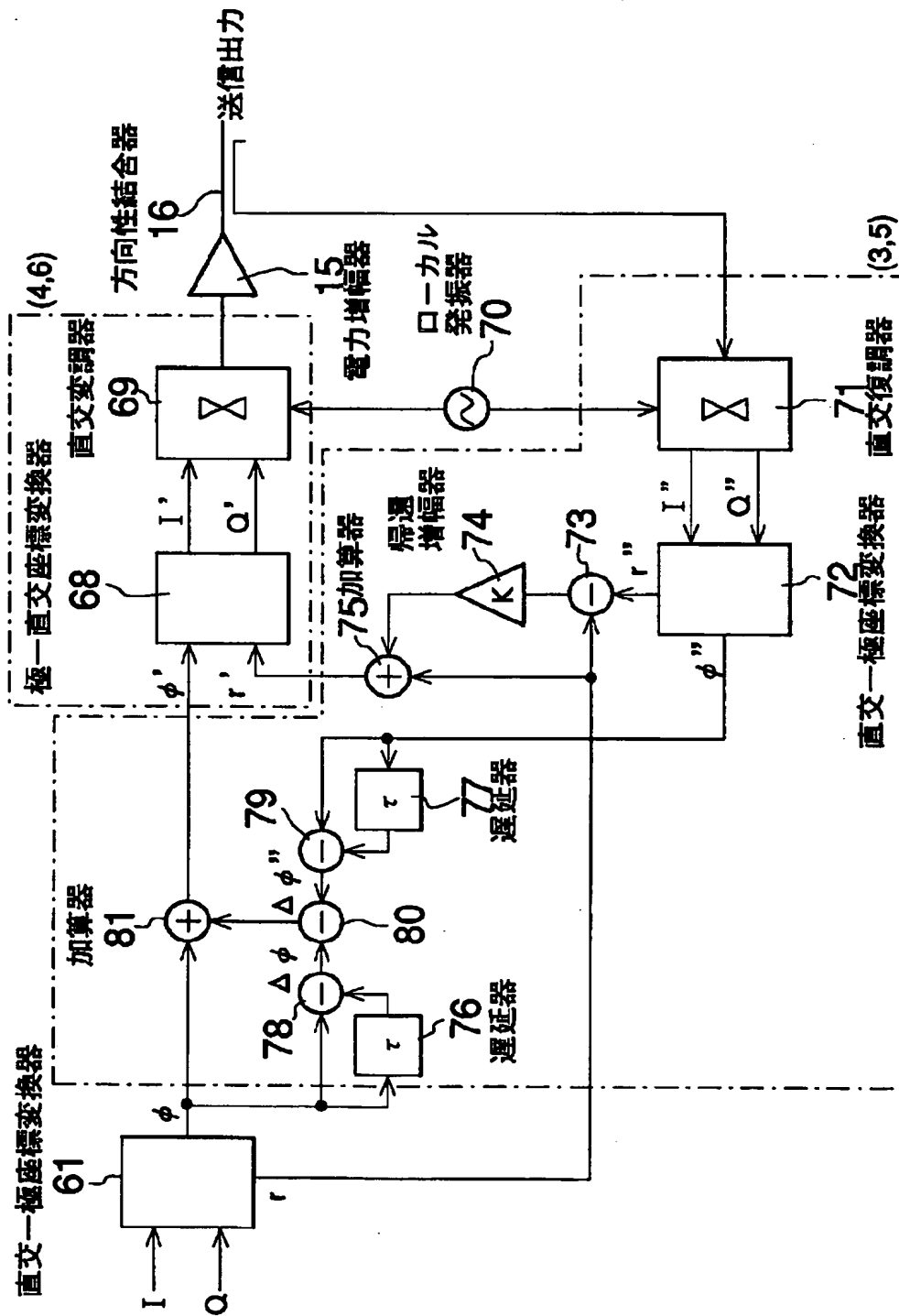
【図7】

本発明の実施例（5）を示す図



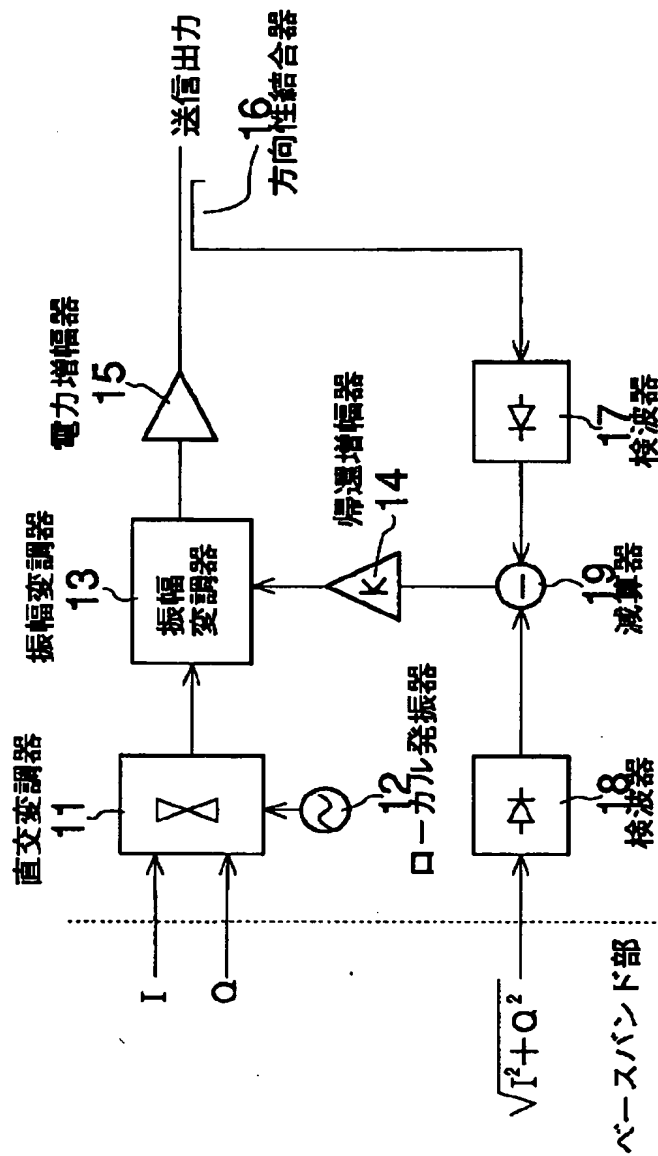
【図8】

本発明の実施例（6）を示す図



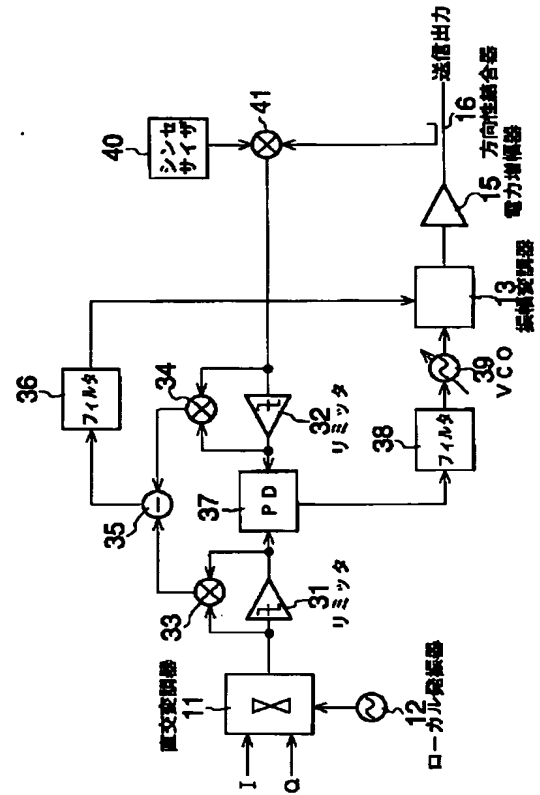
【図9】

従来の歪み補償方式（1）を示す図



【図11】

従来の歪み補償方式（3）を示す図



【図12】

電力増幅器に非線形歪みがある場合の変調波の
出力スペクトラムの計算例を示す図

